

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-330564
 (43)Date of publication of application : 22.12.1997

(51)Int.Cl.

G11B 20/10

(21)Application number : 08-146965

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 10.06.1996

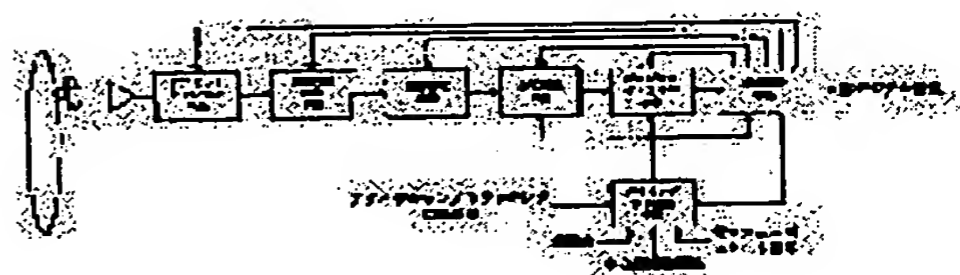
(72)Inventor : NAKAJIMA TAKESHI
 KOISHI KENJI

(54) DIGITAL INFORMATION REPRODUCING EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To exhibit sufficiently the effect of the control of an error rate by a PRML signal even when level fluctuation occurs in a reproduction signal of a recording medium.

SOLUTION: In this equipment, a maximum likelihood decoding means determines level fluctuation contained in a reproduction signal and outputs it as a gain control signal to an automatic gain control means, outputting an offset control signal to an offset canceling means, outputting a boost amount control signal and a cutoff frequency control signal to an equalizer means and outputting a coefficient setting signal to a digital equalizer means. The automatic gain control means controls the amplitude of the reproduction signal to be a prescribed one and the offset canceling means removes an offset component contained in the reproduction signal, according to the offset control signal. The equalizer means controls the amount of waveform equalization of the reproduction signal on the basis of the boost amount control signal and the cutoff control signal and the digital equalizer means controls a filter coefficient on the basis of the coefficient setting signal.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 18.12.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision]

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-330564

(43) 公開日 平成9年(1997)12月22日

(51) Int.Cl. ⁹	識別記号	庁内整理番号	FI	技術表示箇所
G11B 20/10	321	7736-5D	G11B 20/10	321A

審査請求 未請求 請求項の数 4 OL (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願平8-146965
(22) 出願日 平成8年(1996)6月10日

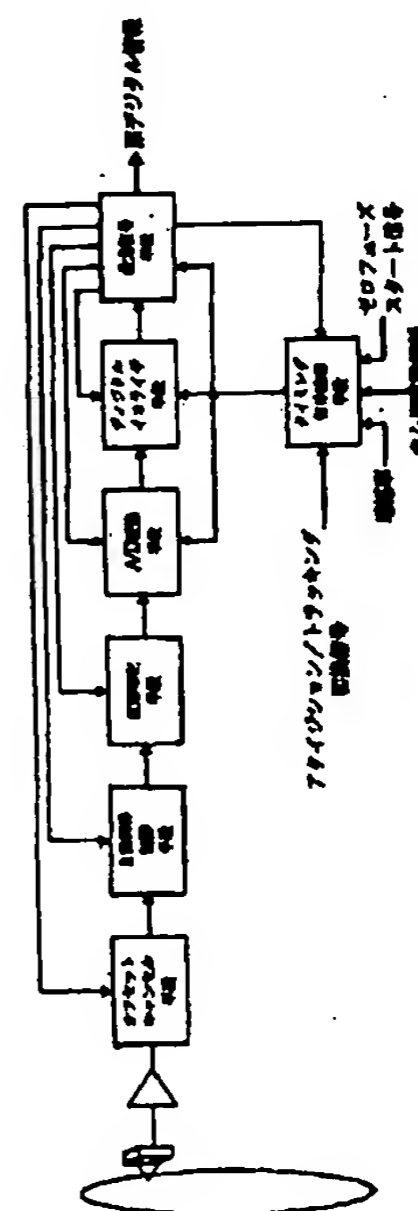
(71) 出願人 000005821
松下電器産業株式会社
大阪府門真市大字門真1006番地
(72) 発明者 中嶋 健
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内
(72) 発明者 小石 健二
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内
(74) 代理人 弁理士 滝本 智之 (外1名)

(54) 【発明の名称】 デジタル情報再生装置

(57) 【要約】

【課題】 記録媒体の再生信号にレベル変動が生じた場合でも、PRML信号処理によるエラーレートの改善効果を十分に発揮する。

【解決手段】 本発明のデジタル情報再生装置は、最尤復号手段が再生信号に含まれるレベル変動を求め、利得制御信号として自動利得手段に出力し、オフセットキャンセル手段へオフセット制御信号を出力し、イコライザ手段へブースト量制御信号とカットオフ周波数制御信号を出力し、デジタルイコライザ手段へ係数設定信号を出力し、自動利得制御手段が、再生信号の振幅の大きさを一定に制御し、オフセットキャンセル手段がオフセット制御信号によって再生信号に含まれるオフセット成分を取り除き、イコライザ手段がブースト量制御信号とカットオフ制御信号をもとに再生信号の波形等化量を制御し、デジタルイコライザ手段は係数設定信号をもとにフィルタ係数を制御する構成とした。



1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 記録媒体に記録した原デジタル情報をパーシャルレスポンス等化方式を利用して再生するデジタル情報再生装置であって、記録媒体から再生された再生信号の信号振幅が一定となるように制御する自動利得制御手段と、自動利得制御手段から出力された再生信号をタイミング信号抽出手段からのタイミング信号でサンプリングし、量子化データに変換する A/D 変換手段と、前記量子化データを入力として前記原デジタル情報を復号し、最尤復号結果をもとに再生信号に含まれる振幅方向の変動成分を検出し、検出結果から前記自動利得制御手段へ利得制御信号を出力する最尤復号手段と、再生信号に含まれるタイミング信号を抽出して出力する前記タイミング信号抽出手段を備えたことを特徴とするデジタル情報再生装置。

【請求項 2】 記録媒体に記録した原デジタル情報をパーシャルレスポンス等化方式を利用して再生するデジタル情報再生装置であって、記録媒体から再生された再生信号に含まれる振幅方向の変動を抑えるオフセットキャンセル手段と、オフセットキャンセル手段から出力された再生信号をタイミング信号抽出手段からのタイミング信号でサンプリングし、量子化データに変換する A/D 変換手段と、前記量子化データを入力として前記原デジタル情報を復号し、最尤復号結果をもとに再生信号に含まれる振幅方向の変動成分を検出し、検出結果から前記オフセットキャンセル手段へオフセット制御信号を出力する最尤復号手段と、再生信号に含まれるタイミング信号を抽出して出力する前記タイミング信号抽出手段を備えたことを特徴とするデジタル情報再生装置。

【請求項 3】 記録媒体に記録した原デジタル情報をパーシャルレスポンス等化方式を利用して再生するデジタル情報再生装置であって、記録媒体から再生された再生信号を所定のパーシャルレスポンス等化に波形等化するイコライザ手段と、イコライザ手段から出力された再生信号をタイミング信号抽出手段からのタイミング信号でサンプリングし、量子化データに変換する A/D 変換手段と、前記量子化データを入力として前記原デジタル情報を復号し、最尤復号結果をもとにイコライザ手段の等化誤差量を検出し、検出結果から前記イコライザ手段へブースト量制御信号とカットオフ周波数制御信号を出力する最尤復号手段と、再生信号に含まれるタイミング信号を抽出して出力する前記タイミング信号抽出手段を備えたことを特徴とするデジタル情報再生装置。

【請求項 4】 記録媒体に記録した原デジタル情報をパーシャルレスポンス等化方式を利用して再生するデジタル情報再生装置であって、記録媒体から再生された再生信号をタイミング信号抽出手段からのタイミング信号でサンプリングし、量子化データに変換する A/D 変換手段と、前記量子化データを入力として所定のパーシャルレスポンス等化に波形等化するデジタルイコライザ

2

手段と、前記デジタルイコライザ手段の出力信号から前記原デジタル情報を復号し、最尤復号結果をもとにデジタルイコライザ手段の等化誤差量を検出し、検出結果から前記デジタルイコライザ手段へ係数設定信号を出力する最尤復号手段と、再生信号に含まれるタイミング信号を抽出して出力する前記タイミング信号抽出手段を備えたことを特徴とするデジタル情報再生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、記録媒体から再生されたアナログ信号から原デジタル情報を再生するデジタル情報再生装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 近年、媒体上に高密度記録されたデジタル情報を復調する方式として、パーシャルレスポンス処理とビタビ復号を組み合わせた PRML 信号処理が用いられている。媒体上に高密度記録を図ると、記録再生系の周波数特性から符号間の干渉が発生する。パーシャルレスポンス処理は、既知の符号間干渉を与えることで従来のナイキスト等化に比べて S/N 比を改善できる。一方、ビタビ復号は符号前後に相関がある場合に有効である。パーシャルレスポンス処理は、符号間に相関を持たせて既知の符号間干渉を与えてるので、ビタビ復号との組み合わせが有効となる。一般に、周波数特性から、光ディスクの記録再生特性とパーシャルレスポンスクラス 1 等化特性、磁気ディスクの記録再生特性とパーシャルレスポンスクラス 4 等化特性との整合性がよいとされている。さらに高密度化するために、より符号間干渉をもたせた多値レベルの PRML 信号処理方式が検討されている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 しかし、ビタビ復号は再生信号の振幅情報を利用するため、振幅変動の影響を強く受けることになる。例えば光ディスクでは、デフォーカスやディスクの反射率変動や、イコライザの波形等化の不足や、レーザの記録パワーの変動などにより再生信号波形にレベル変動が生じる。記録媒体からの再生信号にはガウス分布に近いホワイトノイズが含まれている。このようなホワイトノイズだけが再生信号に含まれる場合、再生信号を量子化した量子化データはあるばらつきをもって分布する。この場合には最尤復号で用いられる等化期待値を量子化データのばらつきの中心に固定すれば、復号時に最良のエラーレートを実現できる。ホワイトノイズ以外にレベル変動が再生信号に加わると、量子化データはホワイトノイズによるばらつきに加え、レベル変動によりさらにばらつく。このような再生信号を最尤復号する際、等化期待値をばらつきの中心となる位置に固定すると、ホワイトノイズのみならずレベル変動によるばらつきをも PRML 処理されてしまい、PRML 信号処理によるエラーレートの改善効果が十分に得

られないといった課題があった。

【0004】

【課題を解決するための手段】本発明のデジタル情報再生装置は、タイミング信号抽出手段から出力されたタイミング信号をもとに再生信号を量子化データに変換するA/D変換手段と、A/D変換手段から出力された量子化データを入力として原デジタル情報を復号する最尤復号手段と、最尤復号手段から出力された利得制御信号をもとに再生信号の振幅方向の大きさを制御し、A/D変換手段に再生信号を出力する自動利得制御手段を備えたデジタル情報再生装置において、最尤復号手段が再生信号に含まれるレベル変動を求め、利得制御信号として自動利得手段に出力し、自動利得制御手段が、再生信号の振幅の大きさを一定に制御する構成とした。

【0005】本発明のデジタル情報再生装置は、再生信号に含まれる振幅方向の変動を抑えるオフセットキャンセル手段と、オフセットキャンセル手段から出力された再生信号をタイミング信号抽出手段からのタイミング信号でサンプリングし、量子化データに変換するA/D変換手段と、量子化データを入力として原デジタル情報を復号する最尤復号手段を備えたデジタル情報再生装置において、最尤復号手段が復号結果をもとに再生信号に含まれる振幅方向の変動成分を検出し、検出結果からオフセットキャンセル手段へオフセット制御信号を出力し、オフセットキャンセル手段がオフセット制御信号によって再生信号に含まれるオフセット成分を取り除く構成とした。

【0006】本発明のデジタル情報再生装置は、再生信号を所定のパーシャルレスポンス等化に波形等化するイコライザ手段と、イコライザ手段から出力された再生信号をタイミング信号抽出手段からのタイミング信号でサンプリングし、量子化データに変換するA/D変換手段と、量子化データを入力として原デジタル情報を復

$$h((2k-1)T/2K) = \begin{matrix} a & (k=-1) \\ b & (k=0) \\ c & (k=1) \\ d & (k=2) \\ 0 & (k \neq -1, 0, 1, 2) \end{matrix}$$

ただし a, b, c, dは任意の定数
kは整数
Tはタイミング信号の周期

【0010】なお本実施例では以降、簡単のため、いわゆるPR(1, 3, 3, 1)等化を取り上げ、インパルス応答における定数をそれぞれa=d=1、b=c=3とする。本実施例のように最小極性反転距離が3の記録符号とPR(1, 3, 3, 1)等化方式を組み合わせた場合、原デジタル情報 b_t (tは時刻を表し、0以上の整数とする)とPR等化出力の振幅値 x_t は図1の状態遷移図に従う。図1では、各状態に記号S(1, m, n)が付加されており、S(1, m, n)は1ビット前の記録符号 c_{t-1} が1で、2ビット前の記録符号 c_{t-2} が

*号する最尤復号手段を備えたデジタル情報再生装置において、最尤復号手段が復号結果をもとにイコライザ手段の等化誤差量を検出し、検出結果からイコライザ手段へブースト量制御信号とカットオフ周波数制御信号を出力し、イコライザ手段がブースト量制御信号とカットオフ制御信号をもとに再生信号の波形等化量を制御する構成とした。

【0007】本発明のデジタル情報再生装置は、再生信号をタイミング信号抽出手段からのタイミング信号でサンプリングし、量子化データに変換するA/D変換手段と、量子化データを入力として所定のパーシャルレスポンス等化に波形等化するデジタルイコライザ手段と、デジタルイコライザ手段の出力信号から原デジタル情報を復号する最尤復号手段を備えたデジタル情報再生装置において、最尤復号手段は復号結果をもとに等化誤差量を検出し、検出結果からデジタルイコライザ手段へ係数設定信号を出力し、デジタルイコライザ手段は係数設定信号をもとにフィルタ係数を制御する構成とした。

【0008】

【発明の実施の形態】以下、本発明のデジタル情報再生装置の第1の実施例について述べる。変調符号としていわゆる(d, k)制限(d, kはd, k ≥ 0を満たす整数)を満足するランレングス制限符号(以後RLI符号とする)であって、特に最小のランレングスの条件(d=2)を満たす符号を用いる。記録符号は変調符号をNRZI(Non Return to Zero Inverted)変調する。またパーシャルレスポンス等化としてインパルス応答h(t)が(数1)を満たす等化方式をもちいることとする。

【0009】

【数1】

mで、3ビット前の記録符号 c_{t-3} がnであることを示している。また、記録符号 c_t のシンボルを0または1としている。図1の各状態遷移に付加されたv/uは、vは現時刻に入力された原デジタル情報 b_t の値を、uはPR等化出力の振幅期待値 x_t を示している。図1の状態遷移図を時間軸方向に展開したものが図2のようなトレリス線図となる。最尤復号を行う上で各状態の確からしさを表す指標として、再生信号を再生信号から抽出したタイミング信号でサンプリングした結果得られる値を再生信号振幅値 y_t とすると、 y_t とPR等化出力の

5

振幅期待値 x_t の差の絶対値の 2 乗を毎時刻、累積加算し、常に最小値をとるように状態遷移の選択を行う。毎時刻の累積加算値がメトリック値と呼ばれている。このメトリック値は $L(i, m, n)_t$ としてトレリス線図の各時刻 t の各状態に付加されている。時刻 t について考えると、時刻 t の各状態において、とりうる時刻 $t-1$ からの状態遷移のうち、最尤な状態遷移を選択する。

【0011】ここで状態遷移を $path\ i$ (i は 0 から 7 までの整数) とおき、各状態遷移を次のように定義する。時刻 $t-1$ の各状態のメトリック値 $L(1,1,1)_{t-1}$, $L(1,1,0)_{t-1}$, $L(1,0,0)_{t-1}$, $L(0,1,1)_{t-1}$, $L(0,0,1)_{t-1}$, $L(0,0,0)_{t-1}$, と時刻 t の再生信号振幅値 y_t が与えられると、毎時刻とりうる 8 本の状態遷移のうち 6 本の状態遷移が選択される。ここで状態 $L(1,1,1)_{t-1}$ から $L(1,1,1)_t$ へ状態遷移を $path\ 7$ 、状態 $L(1,1,0)_{t-1}$ から $L(1,1,1)_t$ へ状態遷移を $path\ 6$ 、状態 $L(1,0,0)_{t-1}$ から $L(1,1,0)_t$ へ状態遷移を $path\ 5$ 、状態 $L(0,0,0)_{t-1}$ から $L(0,0,1)_t$ へ状態遷移を $path\ 4$ 、状態 $L(1,1,1)_{t-1}$ から $L(0,1,1)_t$ へ状態遷移を $path\ 3$ 、状態 $L(0,1,1)_{t-1}$ から $L(0,0,1)_t$ へ状態遷移を $path\ 2$ 、状態 $L(0,0,1)_{t-1}$ から $L(0,0,0)_t$ へ状態遷移を $path\ 1$ 、状態 $L(0,0,0)_{t-1}$ から $L(0,0,0)_t$ へ状態遷移を $path\ 0$ と呼ぶことにする。

【0012】このように各時刻においてメトリック値を求め、最尤な状態遷移を選択する。選択結果を所定の長さのレジスタに格納し、状態遷移列のうち、時間軸方向にトレリス線図に従う状態遷移列がただ 1 つ求まる。これが最尤な状態遷移列、いわゆる生き残りパス p_t となる。生き残りパス p_t から原デジタル情報 b_t が一意に求まり、最尤復号が実現できる。

【0013】図 3 は本発明のデジタル情報再生装置の原理図である。記録媒体から再生された再生信号は、再生信号に含まれる直流オフセット成分を取り除くオフセットキャンセル手段 1 へ入力される。

【0014】さらに自動利得制御手段 (以降 AGC 手段) 12 では再生信号振幅が所定の値となる。さらに記録再生系の周波数特性と波形等化手段の周波数特性が合わせて所定の PR 等化方式となるように波形等化手段 3 によって波形整形される。波形整形された再生信号を A/D 変換手段 4 は、タイミング信号抽出手段 7 により抽出されたタイミング信号により入力された再生信号を量子化する。A/D 変換手段 4 から出力された量子化デー

$$\begin{aligned} L(1,1,1)_t &= \max[L(1,1,1)_{t-1} - (y_t - x_{7,t})^2, L(1,1,0)_{t-1} - (y_t - x_{6,t})^2] \\ L(1,1,0)_t &= L(1,0,0)_{t-1} - (y_t - x_{5,t})^2 \\ L(1,0,0)_t &= L(0,0,0)_{t-1} - (y_t - x_{4,t})^2 \\ L(0,1,1)_t &= L(1,1,1)_{t-1} - (y_t - x_{3,t})^2 \\ L(0,0,1)_t &= L(0,1,1)_{t-1} - (y_t - x_{2,t})^2 \\ L(0,0,0)_t &= \max[L(0,0,1)_{t-1} - (y_t - x_{1,t})^2, L(0,0,0)_{t-1} - (y_t - x_{0,t})^2] \end{aligned}$$

【0020】ここで $\max[\alpha, \beta]$ は α, β のうち大きな値をとるものを選択する演算子

6

*タをデジタルイコライザ手段 5 でさらに波形等化し、デジタルイコライザ手段 5 は波形等化手段 3 で等化しきれない等化誤差を補う働きをする。最尤復号手段 6 は入力された量子化データから最尤な状態遷移系列を推定し、原デジタル情報を再生する。最尤復号手段 6 は復号結果をもちいてタイミング信号抽出手段 7 へ位相誤差情報を、オフセットキャンセル手段 1 へオフセットキャンセル制御情報を、自動利得制御手段 2 へ自動利得制御情報を、波形等化手段 3 へ波形等化誤差情報を、デジタルイコライザ手段 5 へデジタルイコライザ誤差情報を出力する。タイミング信号抽出手段 7 は位相誤差情報をもとにタイミング信号を発生し、これを A/D 変換手段 4 へ出力する。以後、各ブロックの動作について詳細に説明する。

【0015】図 4 は本発明のデジタル情報再生装置の最尤復号手段の実施例のブロック図である。最尤復号手段の動作について詳細に述べる。本実施例の最尤復号手段は枝メトリック演算手段 8 (以後 BMU とする) と加算比較選択手段 9 (以後 ACS とする) と生き残りパス検出手段 10 (以後 SMU とする) と平滑化手段 11 (以後 LPF とする) とシフトレジスタ 12 (以後 REG とする) で構成されている。BMU 8 は LPF 11 から出力された 8 つの PR 等化出力の振幅期待値を $x_{i,t}$ (i は前記の 8 種類の状態遷移のうち $path\ i$ ($i=0 \sim 7$) を表し、また t は時刻を示している。) で表すと、(数 2) で表される再生信号振幅値 y_t と PR 等化出力の振幅期待値 $x_{i,t}$ の差の絶対値の 2 乗いわゆる枝メトリックを算出する。

【0016】

【数 2】

$$-(y_t - x_{i,t})^2 \quad (i \text{ は } 0 \text{ から } 7 \text{ の整数})$$

【0017】振幅期待値 $x_{i,t}$ は記録再生系の応答特性において各状態遷移が生じた場合の PR 等化後の振幅値を表している。例えば、理想的な PR (1, 3, 3, 1) 等化の場合、 $x_{7,t}=8$, $x_{3,t}=x_{6,t}=7$, $x_{2,t}=x_{5,t}=4$, $x_{1,t}=x_{4,t}=1$, $x_{0,t}=0$ となる。

【0018】時刻 t の各状態において、とりうる時刻 $t-1$ からの状態遷移のうち、最尤な状態遷移を選択する方法について説明する。(数 2) を用いると (数 3) が得られる。

【0019】

【数 3】

値をとるものを選択する演算子

7

さらに(数4)のように各状態のメトリック値の差 $M_{j,t}$ (j は1から6の整数)を定義する。

【0021】

【数4】

$$\begin{aligned} M_{1,t} &= L^{(0,0,0)}_t - L^{(0,0,1)}_t \\ M_{2,t} &= L^{(0,0,1)}_t - L^{(0,1,1)}_t \\ M_{3,t} &= L^{(0,1,1)}_t - L^{(1,1,1)}_t \\ M_{4,t} &= L^{(1,0,0)}_t - L^{(0,0,0)}_t \\ M_{5,t} &= L^{(1,1,0)}_t - L^{(1,0,0)}_t \\ M_{6,t} &= L^{(1,1,1)}_t - L^{(1,1,0)}_t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M_{2,t} &= M_{3,t-1} + (y_t - x_{3,t})^2 - (y_t - x_{2,t})^2 \\ M_{5,t} &= M_{4,t-1} + (y_t - x_{4,t})^2 - (y_t - x_{5,t})^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M_{1,t-1} &\geq (y_t - x_{0,t})^2 - (y_t - x_{1,t})^2 \text{ならば} \\ M_{1,t} &= M_{1,t-1} + M_{2,t-1} + (y_t - x_{2,t})^2 - (y_t - x_{0,t})^2 \\ M_{4,t} &= (y_t - x_{0,t})^2 - (y_t - x_{4,t})^2 \\ M_{1,t-1} &< (y_t - x_{0,t})^2 - (y_t - x_{1,t})^2 \text{ならば} \\ M_{1,t} &= M_{2,t-1} + (y_t - x_{2,t})^2 - (y_t - x_{1,t})^2 \\ M_{4,t} &= M_{1,t-1} + (y_t - x_{1,t})^2 - (y_t - x_{4,t})^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M_{6,t-1} &\geq (y_t - x_{7,t})^2 - (y_t - x_{6,t})^2 \text{ならば} \\ M_{3,t} &= (y_t - x_{7,t})^2 - (y_t - x_{3,t})^2 \\ M_{6,t} &= M_{5,t-1} + M_{6,t-1} + (y_t - x_{5,t})^2 - (y_t - x_{7,t})^2 \\ M_{6,t-1} &< (y_t - x_{7,t})^2 - (y_t - x_{6,t})^2 \text{ならば} \\ M_{3,t} &= M_{6,t-1} + (y_t - x_{6,t})^2 - (y_t - x_{3,t})^2 \\ M_{6,t} &= M_{5,t-1} + (y_t - x_{5,t})^2 - (y_t - x_{6,t})^2 \end{aligned}$$

【0024】図5は本実施例におけるBMU8のブロック図である。BMU8は、絶対値演算器と2乗演算器と減算器(sub)で構成されており、再生信号振幅値 y_t とPR等化出力の振幅期待値 $x_{i,t}$ の差の絶対値の2乗を演算し、さらに(数6)の演算※

30※を行い、演算結果 $E01,t$, $E76,t$, $E32,t$, $E45,t$, $E20,t$, $E04,t$, $E21,t$, $E14,t$, $E73,t$, $E57,t$, $E63,t$, $E56,t$ をACS9に出力する。

【0025】

【数6】

$$\begin{aligned} E01,t &= (y_t - x_{0,t})^2 - (y_t - x_{1,t})^2 \\ E76,t &= (y_t - x_{7,t})^2 - (y_t - x_{6,t})^2 \\ E32,t &= (y_t - x_{3,t})^2 - (y_t - x_{2,t})^2 \\ E45,t &= (y_t - x_{4,t})^2 - (y_t - x_{5,t})^2 \\ E20,t &= (y_t - x_{2,t})^2 - (y_t - x_{0,t})^2 \\ E04,t &= (y_t - x_{0,t})^2 - (y_t - x_{4,t})^2 \\ E21,t &= (y_t - x_{2,t})^2 - (y_t - x_{1,t})^2 \\ E14,t &= (y_t - x_{1,t})^2 - (y_t - x_{4,t})^2 \\ E73,t &= (y_t - x_{7,t})^2 - (y_t - x_{3,t})^2 \\ E57,t &= (y_t - x_{5,t})^2 - (y_t - x_{7,t})^2 \\ E63,t &= (y_t - x_{6,t})^2 - (y_t - x_{3,t})^2 \\ E56,t &= (y_t - x_{5,t})^2 - (y_t - x_{6,t})^2 \end{aligned}$$

【0026】なお、実施例では最尤復号手段が枝メトリックを演算する際(数2)のPR等化出力の振幅期待値

50 x_t の差の絶対値の2乗を算出する方法を示した。(数2)を(数7)に置き換え、PR等化出力の振幅期待値

x_t の差の絶対値を算出する方法を示す。2乗演算器が不要のため、回路規模が縮小できる。

* 【0027】

* 【数7】

$$-ABS[y_t - x_{i,t}] \quad (i \text{ は } 0 \text{ から } 7 \text{ の整数})$$

ここで $ABS[\alpha]$ は α の絶対値を求める演算子

【0028】

※ ※ 【数8】

$$\begin{aligned} L^{(1,1,1)}_t &= \max[L^{(1,1,1)}_{t-1} - |y_t - x_{7,t}|^2, L^{(1,1,0)}_{t-1} - |y_t - x_{6,t}|^2] \\ L^{(1,1,0)}_t &= L^{(1,0,0)}_{t-1} - |y_t - x_{5,t}|^2 \\ L^{(1,0,0)}_t &= L^{(0,0,0)}_{t-1} - |y_t - x_{4,t}|^2 \\ L^{(0,1,1)}_t &= L^{(1,1,1)}_{t-1} - |y_t - x_{3,t}|^2 \\ L^{(0,0,1)}_t &= L^{(0,1,1)}_{t-1} - |y_t - x_{2,t}|^2 \\ L^{(0,0,0)}_t &= \max[L^{(0,0,1)}_{t-1} - |y_t - x_{1,t}|^2, L^{(0,0,0)}_{t-1} - |y_t - x_{0,t}|^2] \end{aligned}$$

【0029】図6は本実施例におけるACS9のブロック図である。ACS9は加算器 (add) と比較器 (comp) とセレクタ (sel) とレジスタ (reg) で構成されており、ACS9は、時刻 t において常に、時刻 $t-1$ でのメトリック値の差 $M_{j,t-1}$ (j は 1 から 6 の整数) をレジスタに格納しており、時刻 t の (数6) で表される入力信号 $E01,t$, $E76,t$, $E32,t$, $E45,t$, $E20,t$, $E04,t$, $E21,t$, $E14,t$, $E73,t$, $E57,t$, $E63,t$, $E56,t$ と時刻 $t-1$ でのメトリック値の差 $M_{1,t-1}$, $M_{2,t-1}$, $M_{3,t-1}$, $M_{4,t-1}$, $M_{5,t-1}$, $M_{6,t-1}$ から (数9) の演算によって時刻 t でのメトリック値の差 $M_{1,t}$, $M_{2,t}$, $M_{3,t}$, $M_{4,t}$, $M_{5,t}$, $M_{6,t}$ をもとめる。レジスタに格納される値は2つの状態のもつメトリック値の差となるため、つねに所定の値より小さな値を示している。したがって、個々の状態のもつメトリック値がたとえどのような値をとっても、メトリック値の差 $M_{j,t-1}$ (j は 1 から 6 の整数) は所定のビット幅で表すことができる。

【0030】

【数9】

$$\begin{aligned} M_{2,t} &= M_{3,t-1} + E32,t \\ M_{5,t} &= M_{4,t-1} + E45,t \end{aligned}$$

$M_{1,t-1} \geq E01,t$ ならば

$$\begin{aligned} M_{1,t} &= M_{1,t-1} + M_{2,t-1} + E20,t \\ M_{4,t} &= E04,t \end{aligned}$$

$M_{1,t-1} < E01,t$ ならば

$$\begin{aligned} M_{1,t} &= M_{2,t-1} + E21,t \\ M_{4,t} &= M_{1,t-1} + E14,t \end{aligned}$$

$M_{6,t-1} \geq E76,t$ ならば

$$\begin{aligned} M_{3,t} &= E73,t \\ M_{6,t} &= M_{5,t-1} + M_{6,t-1} + E57,t \end{aligned}$$

$M_{6,t-1} < E76,t$ ならば

$$\begin{aligned} M_{3,t} &= M_{6,t-1} + E63,t \\ M_{6,t} &= M_{5,t-1} + E56,t \end{aligned}$$

【0031】ACS9はメトリック値の差を求めると同時に、8本の状態遷移のうちいずれの状態遷移を選択したかを2ビットの情報としてSMU10に出力する。2ビットの出力信号を選択信号と呼び、SEL0, SEL1とする。具体的なACS9の動作を説明する。ACS9は毎時刻 t において、path2、path3、path4、path5を必ず選択する。ただし、 $M_{1,t-1} \geq E01,t$ ならばpath0を選択し、ハイレベルを示す選択信号SEL0をSMU10へ出力する。逆に $M_{1,t-1} < E01,t$ ならば、path1を選択し、ローレベルを示す選択信号SEL0をSMU10へ出力する。また $M_{6,t-1} \geq E76,t$ ならばpath7を選択し、ハイレベルを示す選択信号SEL1をSMU10へ出力する。逆に $M_{6,t-1} < E76,t$ ならばpath6を選択し、ローレベルを示す選択信号SEL1をSMU10へ出力する。

【0032】図7は本実施例のSMU10のブロック図である。SMU10の動作について詳細に説明する。SMU10は、8×所定の長さ (以後バスメモリ長 m とする) のレジスタ (以後バスメモリとする) を持ち、AC

S 9 から入力された選択信号に基づき、状態遷移の選択結果をバスメモリに格納する。8つの状態遷移が起こるので、1つの状態遷移につきバスメモリ長個のレジスタを用意する。

【0033】このバスメモリを $MEM_{i,n}$ (i は状態遷移 $path_i$ (i は 0 から 7 までの整数) を表し、簡単のため添え字には整数 i のみを付加することとする。また n はバスメモリのアドレスを示し、1 からバスメモリ長 m の値をとる。) で表す。SMU 10 は、論理回路 A と論理回路 B とレジスタで構成されている。論理回路 A は 3 つの入力 a , b , c から $f = a \times (b + c)$ を満たす信号 f を出力する。記号 \times は論理積を表し、記号 $+$ は論理和を表している。

【0034】また論理回路 B は 2 つの入力 d , e から $g = d \times e$ を満たす信号 g を出力する。論理回路 A と論理回路 B により、時刻 t と時刻 $t + 1$ の状態遷移選択結果から、時刻 t の状態遷移選択結果のうち時刻 $t + 1$ では生き残らない状態遷移をバスメモリから取り除くことができる。

【0035】たとえば、時刻 t と時刻 $t + 1$ と時刻 $t + 2$ において、ともにハイレベルである選択信号 $SEL0$ と $SEL1$ が入力される場合について説明する。前述のとおり、選択信号 $SEL0$ と $SEL1$ がハイレベルであるので $path 0$ と $path 7$ が選択され、 $path 1$ と $path 6$ は選択されなかったことを示している。SMU 10 は時刻 t において選択信号 $SEL0$ と $SEL1$ が入力されると、バスメモリ $MEM_{0,1}$ と $MEM_{2,1}$ と $MEM_{3,1}$ と $MEM_{4,1}$ と $MEM_{5,1}$ と $MEM_{7,1}$ に '1' を格納し、 $MEM_{1,1}$ と $MEM_{6,1}$ に '0' を格納する。

【0036】ここで '1' はレジスタに格納されたデータがハイレベルであることを示し、'0' はレジスタに格納されたデータがローレベルであることを示す。時刻 $t + 1$ において選択信号 $SEL0$ と $SEL1$ が入力されると、バスメモリ $MEM_{0,1}$, $MEM_{1,1}$, $MEM_{2,1}$, $MEM_{3,1}$, $MEM_{4,1}$, $MEM_{5,1}$, $MEM_{6,1}$, $MEM_{7,1}$ に格納されていたデータをバスメモリ $MEM_{0,2}$, $MEM_{1,2}$, $MEM_{2,2}$, $MEM_{3,2}$, $MEM_{4,2}$, $MEM_{5,2}$, $MEM_{6,2}$, $MEM_{7,2}$ に格納し、バスメモリ $MEM_{0,1}$ と $MEM_{2,1}$ と $MEM_{3,1}$ と $MEM_{4,1}$ と $MEM_{5,1}$ と $MEM_{7,1}$ に '1' を、 $MEM_{1,1}$ と $MEM_{6,1}$ に '0' を格納する。さらに時刻 $t + 2$ において選択信号 $SEL0$ と $SEL1$ が入力されると、論理回路 A の入力 a は、 $MEM_{0,2}$ のデータ '1' となり、論理回路 A の入力 b は、 $MEM_{0,1}$ のデータ '1' となり、 $MEM_{4,1}$ のデータ '1' を論理回路 A の入力 c とすれば、論理回路 A の出力は $f = '1'$ となり、 $MEM_{0,3}$ に格納する。

【0037】また、論理回路 A の入力 a は、 $MEM_{1,2}$ のデータ '0' となり、論理回路 A の入力 b は、 $MEM_{0,1}$ のデータ '1' となり、 $MEM_{4,1}$ のデータ '1' を論理回路 A の入力 c とすれば、論理回路 A の出力は $f = '0'$ となり、 $MEM_{1,3}$ に格納する。

【0038】また、 $MEM_{2,2}$ のデータ '1' を論理回路 B の入力 d とし、 $MEM_{1,1}$ のデータ '0' を論理回路 B の入

力 e とすれば、論理回路 B の出力は、 $g = '0'$ となり、 $MEM_{2,3}$ に格納する。

【0039】また、 $MEM_{3,2}$ のデータ '1' を論理回路 B の入力 d とし、 $MEM_{2,1}$ のデータ '1' を論理回路 B の入力 e とすれば、論理回路 B の出力は、 $g = '1'$ となり、 $MEM_{3,3}$ に格納する。

【0040】また、 $MEM_{4,2}$ のデータ '1' を論理回路 B の入力 d とし、 $MEM_{5,1}$ のデータ '1' を論理回路 B の入力 e とすれば、論理回路 B の出力は、 $g = '1'$ となり、 $MEM_{4,3}$ に格納する。

【0041】また、 $MEM_{5,2}$ のデータ '1' を論理回路 B の入力 d とし、 $MEM_{6,1}$ のデータ '0' を論理回路 B の入力 e とすれば、論理回路 B の出力は、 $g = '0'$ となり、 $MEM_{5,3}$ に格納する。

【0042】また、論理回路 A の入力 a は、 $MEM_{6,2}$ のデータ '0' となり、論理回路 A の入力 b は、 $MEM_{3,1}$ のデータ '1' となり、 $MEM_{7,1}$ のデータ '1' を論理回路 A の入力 c とすれば、論理回路 A の出力は、 $f = '0'$ となり、 $MEM_{6,3}$ に格納する。さらに、論理回路 A の入力 a は、 $MEM_{7,2}$ のデータ '1' となり、論理回路 A の入力 b は、 $MEM_{3,1}$ のデータ '1' となり、 $MEM_{7,1}$ のデータ '1' を論理回路 A の入力 c とすれば、論理回路 A の出力は、 $f = '1'$ となり、 $MEM_{7,3}$ に格納する。

【0043】以上の演算により、時刻 t から時刻 $t + 1$ に遷移する $path$ のうち $path 2$ と $path 5$ が除去された。さらにバスメモリ $MEM_{0,1}$, $MEM_{1,1}$, $MEM_{2,1}$, $MEM_{3,1}$, $MEM_{4,1}$, $MEM_{5,1}$, $MEM_{6,1}$, $MEM_{7,1}$ に格納されていたデータをバスメモリ $MEM_{0,2}$, $MEM_{1,2}$, $MEM_{2,2}$, $MEM_{3,2}$, $MEM_{4,2}$, $MEM_{5,2}$, $MEM_{6,2}$, $MEM_{7,2}$ に格納し、バスメモリ $MEM_{0,1}$ と $MEM_{2,1}$ と $MEM_{3,1}$ と $MEM_{4,1}$ と $MEM_{5,1}$ と $MEM_{7,1}$ に '1' を、 $MEM_{1,1}$ と $MEM_{6,1}$ に '0' を格納する。バスメモリ $MEM_{i,3}$ (i は 0 から 7 までの整数) における演算を $MEM_{i,n}$ (n は 4 以上バスメモリ長以下の整数) についても行うと、十分にバスメモリ長が大きい場合、8つのバスメモリ $MEM_{i,m}$ (m はバスメモリ長) のうちただ 1 つのバスメモリに '1' が格納されることになる。これが生き残りパスとなる。

【0044】図 1 の状態遷移図で説明したようにバスメモリ $MEM_{3,m}$ に '1' が格納されているあるいは、バスメモリ $MEM_{4,m}$ に '1' が格納されていれば、SMU 10 は復号結果として '1' を出力し、そうでなければ SMU 13 は復号結果として '0' を出力する。これにより原デジタル情報 b_t が再生される。SMU 13 は生き残りパスを示す 8 ビットの情報 $p_{i,t}$ (i は 0 から 7 までの整数、 t は時刻を示す整数) として $p_{i,t} = MEM_{i,m}$ (m はバスメモリ長) を満たすように LPF 11 に出力し、位相誤差情報として、後述のタイミング信号抽出手段 7 に出力する。

【0045】なお本発明の実施例の SMU 10 では、論理回路 A と論理回路 B により、時刻 t と時刻 $t + 1$ の状

13

態遷移選択結果から、時刻 t の状態遷移選択結果のうち時刻 $t+1$ では生き残らない状態遷移をバスメモリから取り除く構成としたが、時刻 t から時刻 $t+r$ (r は 1 以上の整数) の状態遷移選択結果から、時刻 t の状態遷移選択結果のうち時刻 $t+1$ から時刻 $t+r$ では生き残らない状態遷移をバスメモリから取り除く構成にしても同様の効果が得られる。

【0046】図 4 において REG12 は BMU8 と ACS9 と SMU10 の処理時間分だけ、シフトレジスタによって遅延させた再生信号振幅値 y_t を LPF11 に出力する。また位相誤差情報として、後述のタイミング信号抽出手段 7 へ、同様にオフセットキャンセル制御情報として後述のオフセットキャンセル手段 1 へ、自動利得制御情報として後述の自動利得制御手段 2 へ、波形等化誤差情報として後述の波形等化手段 3 へ、デジタルイコライザ誤差情報として後述のデジタルイコライザ手段 5 へ出力する。

【0047】図 8 は本実施例の LPF11 のブロック図である。LPF11 には初期動作と定常動作の 2 つの動作が行われる。初期動作はいわゆるアクイジションモードと呼ばれ、記録媒体上の特定パターンからタイミング信号を高速に抽出し、これに同期するための動作であり、定常動作はトラッキングモードと呼ばれ、再生信号からタイミング信号を抽出し、これに追従するための動作である。LPF11 は等化期待値 $x_{7,t}$, $x_{6,t}$, $x_{5,t}$, $x_{4,t}$, $x_{3,t}$, $x_{2,t}$, $x_{1,t}$, $x_{0,t}$ を格納するためのレジスタを持ち、(数 10) を満たす演算を行い、演算結果をレジスタに格納する。

$p_{i,t}$ が '1' であれば

$$level_{i,t} = \frac{1}{N} \times y_t + \frac{N-1}{N} \times level_{i,t-1}$$

ここで N は正の整数

$i = 2$ または 5

【0052】A/D変換手段 4 で量子化に用いられるタイミング信号に位相誤差がなく、記録再生系の等化特性が (数 1) で表されるインパルス応答となる場合、 $level_{2,t}$ は再生信号のたち下がり波形の振幅値 $c+d$ の値をとり、 $level_{5,t}$ は再生信号のたち上がり波形の振幅値 $a+b$ の値をとる。簡単のために対称なインパルス応答の場合を考えると $a=d$, $b=c$ となるので、 $level_{2,t} = level_{5,t}$ が満たされる。そこで位相誤差量を (数 12) で定義する。

【0053】

【数 12】

$$VCOCTL_t = \alpha \times phase_error_t + \beta \times \sum_{i=0}^{t-1} phase_error_i$$

【0056】ここで i は初期位相情報が有効になった後の A/D 変換手段のサンプリング回数である。さらにタ

14

* 【0048】

【数 10】

$p_{i,t}$ が '1' であれば

$$x_{i,t+1} = \frac{1}{N} \times y_t + \frac{N-1}{N} \times x_{i,t}$$

ここで N は正の整数

i は 0 から 7 までの整数

10 【0049】初期動作において、外部から与えられた 8 つの PR 等化出力の初期振幅期待値 $x_{7,init}$,

$x_{6,init}$, $x_{5,init}$, $x_{4,init}$, $x_{3,init}$, $x_{2,init}$,

$x_{1,init}$, $x_{0,init}$ を BMU8 に出力しているが、定常

動作では (数 10) の演算を行い、更新したレジスタのデータを 8 つの PR 等化出力の振幅期待値 $x_{7,t}$,

$x_{6,t}$, $x_{5,t}$, $x_{4,t}$, $x_{3,t}$, $x_{2,t}$, $x_{1,t}$, $x_{0,t}$ と

して BMU11 に出力する。これは最尤復号結果から記録再生系の応答特性を検出し、検出結果から適応的に PR 等化特性を変化させていることになる。

20 【0050】つぎに、タイミング信号抽出手段 7 の動作について説明する。タイミング信号抽出手段 7 は SMU10 から出力された生き残りパス $p_{i,t}$ と BMU8 と ACS9 と SMU10 でかかった処理時間遅延させた再生信号振幅値 y_t を入力とし、(数 11) にしたがって演算を行う。演算結果はレジスタ $level_{i,t}$ に格納する

【0051】

【数 11】

$$phase_error_t = level_{2,t} - level_{5,t}$$

【0054】したがって位相誤差量 $phase_error_t$ が正の値を示すときにはタイミング信号の位相は量子化すべきサンプリング位置より進んでおり、負の値を示すときにはタイミング信号の位相は量子化すべきサンプリング位置より遅れていることになる。さらに (数 13) で定まる VCO 制御信号 $VCOCTL_t$ をもとめる。

【0055】

【数 13】

$t-1$

$i=0$

※

50

15

イミング信号抽出手段7が出力するタイミング信号の周波数を f_t を(数14)で定義する。

【0057】

【数14】

$$f_t = f_{center} - GAIN \times VCOCTL_t$$

【0058】ここでGAINは周波数設定手段の増幅率、 f_t

$$f_t = f_{center} - GAIN \times (VCOCTL_t - (a+b-c-d))$$

【0060】また α 、 β はループフィルタの係数であり、GAINはVCOの増幅率である。これらをアキュジションモードとトラッキングモードにおいて値を変化させることで、フェーズロックループの応答特性を変化させることができ、アキュジションモードではいち早く同期動作を実現でき、トラッキングモードでは同期はずれを抑えることができる。タイミング信号抽出手段7は、初期位相情報いわゆるゼロフェーズスタート信号が有効になった瞬間にあわせて、(数14)あるいは(数15)で定まる周波数のタイミング信号をA/D変換手段4へ出力する。

【0061】つぎに、オフセットキャンセル手段1の動作について説明する。オフセットキャンセル手段1はSMU10から出力された生き残りパス $p_{i,t}$ とBMU8

$$offset_error_t = level_{2,t} + level_{5,t} - (a+b+c+d)$$

【0063】したがってオフセット誤差量 $offset_error_t$ が正の値を示すときには再生信号がA/D変換手段4のダイナミックレンジの中心値に対して、正の方向にずれていること示し、負の値を示すときには、再生信号がA/D変換手段4のダイナミックレンジの中心値に対し★

$$OFFSET_CTL_t = \alpha \times offset_error_t + \beta \times \sum_{i=0}^{t-1} offset_error_i$$

【0065】ここで i は初期位相情報が有効になった後のA/D変換手段4のサンプリング回数である。オフセット制御信号 $OFFSET_CTL_t$ はD/A変換回路によりアナログ信号に変換され、さらに増幅率 $offset_gain$ だけ増幅される。さらにオフセットキャンセル手段1に入力された再生信号に加算され、出力信号としてAGC手段2へ出力される。 α 、 β はループフィルタの係数であり、 $offset_gain$ は増幅率である。これらをアキュジションモードとトラッキングモードにおいて値を変化させることで、フィードバックループの応答特性を変化させる★40

$p_{i,t}$ が1'であれば

$$level_{i,t} = \frac{1}{N} \times y_t + \frac{N-1}{N} \times level_{i,t-1}$$

ここで N は正の整数

$i = 0$ または7

【0068】A/D変換手段4で量子化に用いられるタイミング信号に位相誤差がなく、記録再生系の等化特性

16

*centerは中心周波数情報である。なお、インパルス応答が非対称な場合には、(数14)を(数15)に変形する。

【0059】

【数15】

※とACS9とSMU10でかかった処理時間遅延させた再生信号振幅値 y_t を入力とし、(数11)にしたがって演算を行う。演算結果はレジスタ $level_{i,t}$ に格納する。A/D変換手段4で量子化に用いられるタイミング信号に位相誤差がなく、記録再生系の等化特性が(数1)で表されるインパルス応答となる場合、 $level_{2,t}$ は再生信号のたち下がり波形の振幅値 $c+d$ の値を取り、 $level_{5,t}$ は再生信号のたち上がり波形の振幅値 $a+b$ の値をとる。簡単のために対称なインパルス応答の場合を考えると $a=d$ 、 $b=c$ となるので、 $level_{2,t} = level_{5,t}$ が満たされる。そこでオフセット誤差量を(数16)で定義する。

【0062】

【数16】

★て、負の方向にずれていること示している。さらに(数17)で定まるオフセット制御信号 $OFFSET_CTL_t$ をもとめる。

【0064】

【数17】

☆ことができる。

【0066】つぎに、AGC手段2の動作について説明する。AGC手段2はSMU10から出力された生き残りパス $p_{i,t}$ とBMU8とACS9とSMU10でかかった処理時間遅延させた再生信号振幅値 y_t を入力とし、(数18)にしたがって演算を行う。演算結果はレジスタ $level_{i,t}$ に格納する。

【0067】

【数18】

が(数1)で表されるインパルス応答となる場合、 $level_{10,t}$ は振幅値0の値を取り、 $level_{7,t}$ は再生信号の振幅

17

値 $a + b + c + d$ の値をとる。そこで AGC 誤差量 AGC_error_t を (数 19) で定義する。

【0069】

【数 19】

$$AGC_error_t = level_{7,t} + level_{8,t} - AGC_init$$

【0070】ここで AGC_init は初期設定された所定の再生信号振幅値である。したがって AGC 誤差量 AGC_err_t *

$$AGC_CTL_t = \alpha \times AGC_error_t + \beta \times \sum_{i=0}^{t-1} AGC_error_i$$

【0072】ここで i は初期位相情報が有効になった後の A/D 変換手段 4 のサンプリング回数である。AGC 制御信号 AGC_CTL_t は D/A 変換回路によりアナログ信号に変換され、さらに増幅率 AGC_gain だけ増幅される。バリエブルゲインアンプ制御電圧が (数 21) によりもとまる。

【0073】

【数 21】

$$VGA_t = VG_{init} - AGC_gain \times AGC_CTL_t$$

【0074】(数 21) で定まる利得だけ増幅された再生信号が波形等化手段 3 へ出力される。また α 、 β はループフィルタの係数であり、 AGC_gain は増幅率である。※

18

* or_t が正の値を示すときには再生信号が所定の振幅値よりも大きく、負の値を示すときには、再生信号が所定の振幅値よりも小さいことを示している。さらに (数 20) で定まる AGC 制御信号 AGC_CTL_t をもとめる。

【0071】

【数 20】

※これらをアクイジションモードとトラッキングモードにおいて値を変化させることで、フィードバックループの応答特性を変化させることができる。

【0075】つぎに、波形等化手段 3 の動作について説明する。波形等化手段 3 は SMU10 から出力された生き残りパス $p_{i,t}$ と BMU8 と ACS9 と SMU10 でかかった処理時間遅延させた再生信号振幅値 y_t を入力とし、(数 22) ~ (数 29) にしたがって演算を行う。時刻 $t-1$ と時刻 t と時刻 $t+1$ での生き残りパスがそれぞれ (表 1) であれば、(数 22) の演算結果をレジスタ $level_{1,t,3T}$ へ格納する。

【0076】

【表 1】

	P_0	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7
$p_{1,t-1}$	0	0	1	0	0	0	0	0
$p_{1,t}$	0	1	0	0	0	0	0	0
$p_{1,t+1}$	0	0	0	0	1	0	0	0

【0077】

★³⁰ ★【数 22】

$$level_{1,t,3T} = \frac{1}{N} \times y_t + \frac{N-1}{N} \times level_{1,t-1,3T}$$

【0078】時刻 $t-1$ と時刻 t と時刻 $t+1$ での生き残りパスがそれぞれ (表 2) であれば、(数 23) の演算結果をレジスタ $level_{4,t,3T}$ へ格納する。☆

☆【0079】

【表 2】

	P_0	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7
$p_{1,t-1}$	0	1	0	0	0	0	0	0
$p_{1,t}$	0	0	0	0	1	0	0	0
$p_{1,t+1}$	0	0	0	0	0	1	0	0

【0080】

◆ ◆ 【数 23】

$$level_{4,t,3T} = \frac{1}{N} \times y_t + \frac{N-1}{N} \times level_{4,t-1,3T}$$

【0081】時刻 $t-1$ と時刻 t と時刻 $t+1$ での生き残りパスがそれぞれ (表 3) であれば、(数 24) の演

算結果をレジスタ $level_{6,t,3T}$ へ格納する。

【0082】

50

【表 3】

	P ₀	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₇
P _{1,t-1}	0	0	0	0	0	1	0	0
P _{1,t}	0	0	0	0	0	0	1	0
P _{1,t+1}	0	0	0	1	0	0	0	0

【0083】

$$\text{level}_{6,t,3T} = \frac{1}{N} \times y_t + \frac{N-1}{N} \times \text{level}_{6,t-1,3T}$$

【0084】時刻 $t-1$ と時刻 t と時刻 $t+1$ での生き残りパスがそれぞれ (表 4) であれば、(数 25) の演算結果をレジスタ level_{3,t,3T} へ格納する。

※ 【0085】

【表 4】

	P ₀	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₇
P _{1,t-1}	0	0	0	0	0	0	1	0
P _{1,t}	0	0	0	1	0	0	0	0
P _{1,t+1}	0	0	1	0	0	0	0	0

【0086】

$$\text{level}_{3,t,3T} = \frac{1}{N} \times y_t + \frac{N-1}{N} \times \text{level}_{3,t-1,3T}$$

【0087】時刻 $t-1$ と時刻 t と時刻 $t+1$ での生き残りパスがそれぞれ (表 5) であれば、(数 26) の演算結果をレジスタ level_{1,t,4T} へ格納する。

☆ 【0088】

【表 5】

	P ₀	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₇
P _{1,t-1}	0	0	1	0	0	0	0	0
P _{1,t}	0	1	0	0	0	0	0	0
P _{1,t+1}	1	0	0	0	0	0	0	0

【0089】

$$\text{level}_{1,t,4T} = \frac{1}{N} \times y_t + \frac{N-1}{N} \times \text{level}_{1,t-1,4T}$$

【0090】時刻 $t-1$ と時刻 t と時刻 $t+1$ での生き残りパスがそれぞれ (表 6) であれば、(数 27) の演算結果をレジスタ level_{4,t,4T} へ格納する。

【0091】

【表 6】

	P ₀	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₇
P _{1,t-1}	1	0	0	0	0	0	0	0
P _{1,t}	0	0	0	0	1	0	0	0
P _{1,t+1}	0	0	0	0	0	1	0	0

23

に変換され、(式32)で定まる波形等化回路のブースト量で波形等化された再生信号をA/D変換手段4へ出力する。

【0104】

【数32】

$$EQ_t = EQ_{init} - EQ_{gain} \times EQ_{CTL_t}$$

【0105】 α 、 β はループフィルタの係数であり、 EQ_{gain} は増幅率である。これらの値をアクイジションモードとトラッキングモードにおいて変化させることで、フィードバックループの応答特性を変化させることができる。

【0106】つぎに、デジタルイコライザ手段5の動作について説明する。デジタルイコライザ手段5はSMU10から出力された生き残りパス $p_{i,t}$ とBMU8とACS9とSMU10でかかった処理時間遅延させた再生信号振幅値 y_t を入力とし、波形等化手段3と同様に(数22)、(数23)、(数24)、(数25)、(数26)、(数27)、(数28)、(数29)にしたがって演算を行う。ここではデジタルフィルタとして3タップの対称なFIRフィルタを考えることにする。レジスタ $level_{1,t,3T}$ 、 $level_{4,t,3T}$ 、 $level_{6,t,3T}$ 、 $level_{3,t,3T}$ 、 $level_{1,t,4T}$ 、 $level_{4,t,4T}$ 、 $level_{6,t,4T}$ 、 $level_{3,t,4T}$ に格納された値からFIRフィルタの係数 FIR_t の値を定義する。(数30)と(数31)から波形等化制御信号 EQ_{CTL_t} をもとめ、(数32)で定まるFIRフィルタによってフィルタリングされた量子化データを最尤復号手段14へ出力する。

【0107】 α 、 β はループフィルタの係数であり、 FIR_{gain} は増幅率である。これらの値をアクイジションモードとトラッキングモードにおいて変化させることで、フィードバックループの応答特性を変化させることができる。

【0108】

【発明の効果】本発明によれば、本発明のデジタル情報再生装置は、タイミング信号抽出手段から出力されたタイミング信号をもとに再生信号を量子化データに変換するA/D変換手段と、A/D変換手段から出力された量子化データを入力として原デジタル情報を復号する最尤復号手段と、最尤復号手段から出力された利得制御信号をもとに再生信号の振幅方向の大きさを制御し、A/D変換手段に再生信号を出力する自動利得制御手段を備えており、最尤復号手段が再生信号に含まれるレベル変動を求め、利得制御信号として自動利得手段に出力し、自動利得制御手段が、再生信号の振幅の大きさを一定に制御し、再生信号に含まれるレベル変動成分の影響を低減し、最尤復号による誤り率改善効果十分に発揮することができる。

【0109】また、本発明のデジタル情報再生装置は、再生信号に含まれる振幅方向の変動を抑えるオフセットキャンセル手段と、オフセットキャンセル手段から

24

出力された再生信号をタイミング信号抽出手段からのタイミング信号でサンプリングし、量子化データに変換するA/D変換手段と、量子化データを入力として原デジタル情報を復号する最尤復号手段を備えており、最尤復号手段が復号結果をもとに再生信号に含まれる振幅方向の変動成分を検出し、検出結果からオフセットキャンセル手段へオフセット制御信号を出力し、オフセットキャンセル手段がオフセット制御信号によって再生信号に含まれるオフセット成分を取り除き、最尤復号による誤り率改善効果十分に発揮することができる。

【0110】また、本発明のデジタル情報再生装置は、再生信号を所定のパーシャルレスポンス等化に波形等化するイコライザ手段と、イコライザ手段から出力された再生信号をタイミング信号抽出手段からのタイミング信号でサンプリングし、量子化データに変換するA/D変換手段と、量子化データを入力として原デジタル情報を復号する最尤復号手段を備えており、最尤復号手段が復号結果をもとにイコライザ手段の等化誤差量を検出し、検出結果からイコライザ手段へブースト量制御信号とカットオフ周波数制御信号を出力し、イコライザ手段がブースト量制御信号とカットオフ制御信号をもとに再生信号の波形等化量を制御し、イコライザ手段による等化誤差量を常に最小に適応制御し、最尤復号による誤り率改善効果十分に発揮することができる。

【0111】また、本発明のデジタル情報再生装置は、再生信号をタイミング信号抽出手段からのタイミング信号でサンプリングし、量子化データに変換するA/D変換手段と、量子化データを入力として所定のパーシャルレスポンス等化に波形等化するデジタルイコライザ手段と、デジタルイコライザ手段の出力信号から原デジタル情報を復号する最尤復号手段を備えており、最尤復号手段は復号結果をもとに等化誤差量を検出し、検出結果からデジタルイコライザ手段へ係数設定信号を出力し、デジタルイコライザ手段は係数設定信号をもとにフィルタ係数を制御し、イコライザ手段による等化誤差量を常に最小に適応制御し、最尤復号による誤り率改善効果十分に発揮することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】最小極性反転距離が3の記録符号とPR(1, 3, 3, 1)等化方式を組み合わせた場合の状態遷移図

【図2】最小極性反転距離が3の記録符号とPR(1, 3, 3, 1)等化方式を組み合わせた場合のトレリス線図

【図3】本発明のデジタル情報再生装置のブロック図

【図4】本発明のデジタル情報再生装置の最尤復号手段の実施例のブロック図

【図5】本発明の実施例におけるBMU8のブロック図

【図6】本発明の実施例におけるACS9のブロック図

【図7】本発明の実施例のSMU10のブロック図

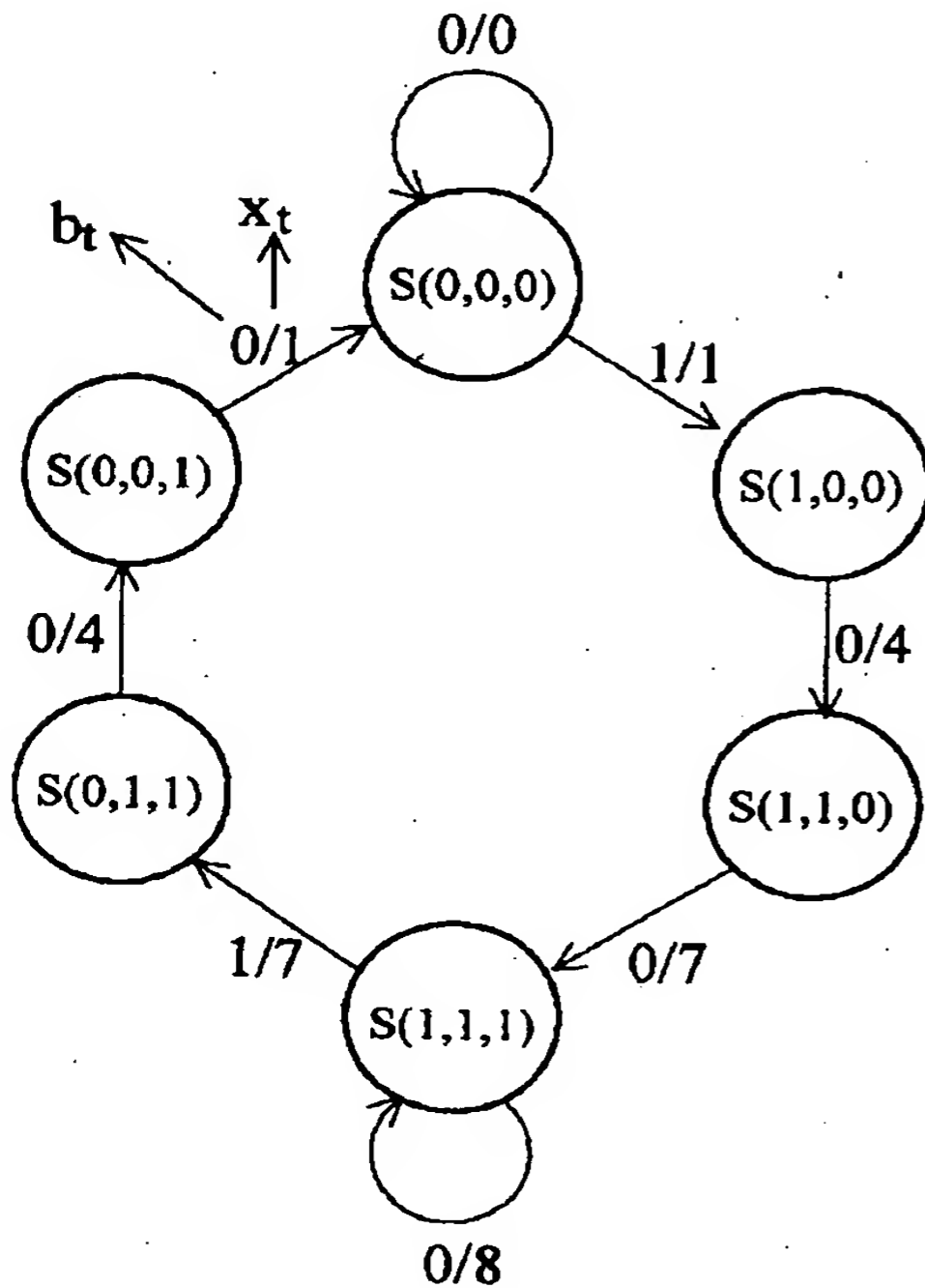
【図8】本発明の実施例のLPF11のブロック図

25

【符号の説明】

- 1 オフセットキャンセル手段
- 2 自動利得制御手段 (以降AGC手段)
- 3 波形等化手段
- 4 A/D変換手段
- 5 デジタルイコライザ手段
- 6 最尤復号手段

【図1】

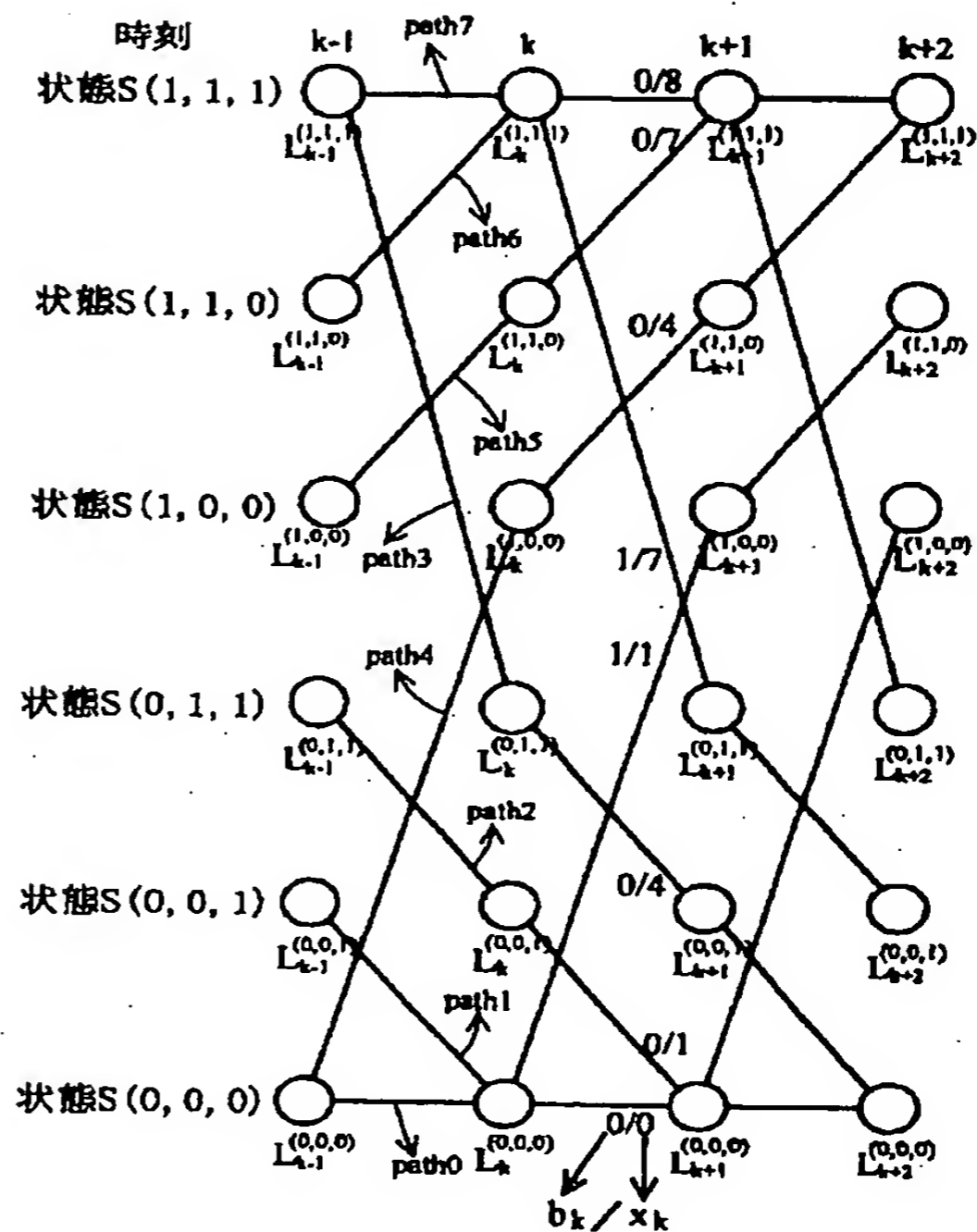


26

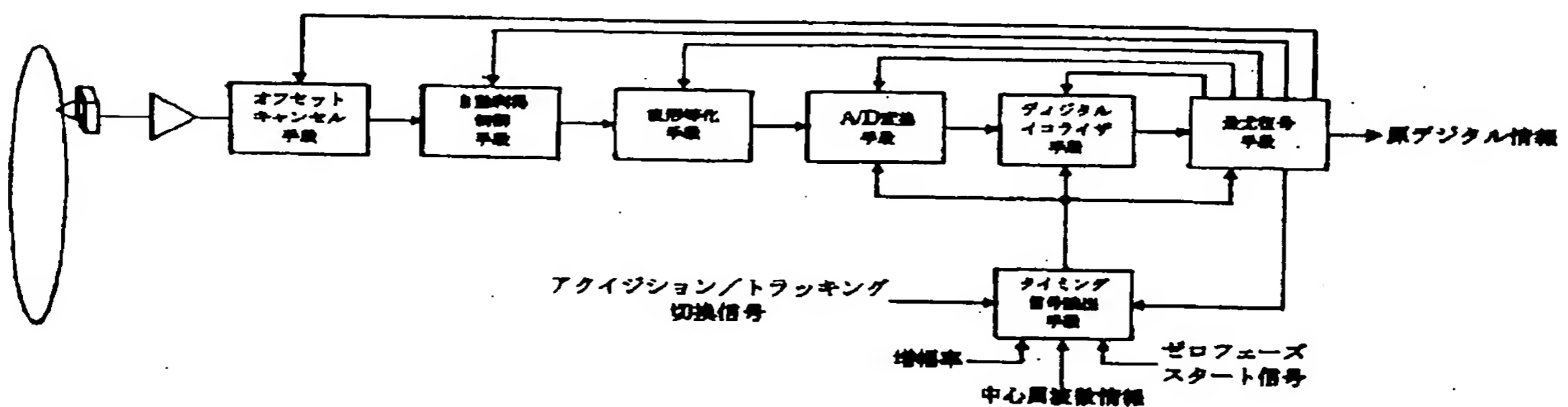
- * 7 タイミング信号抽出手段
- 8 枝メトリック演算手段 (BMU)
- 9 加算比較選択手段 (ACS)
- 10 生き残りパス検出手段 (SMU)
- 11 平滑化手段 (LPF)
- 12 シフトレジスタ (REG)

*

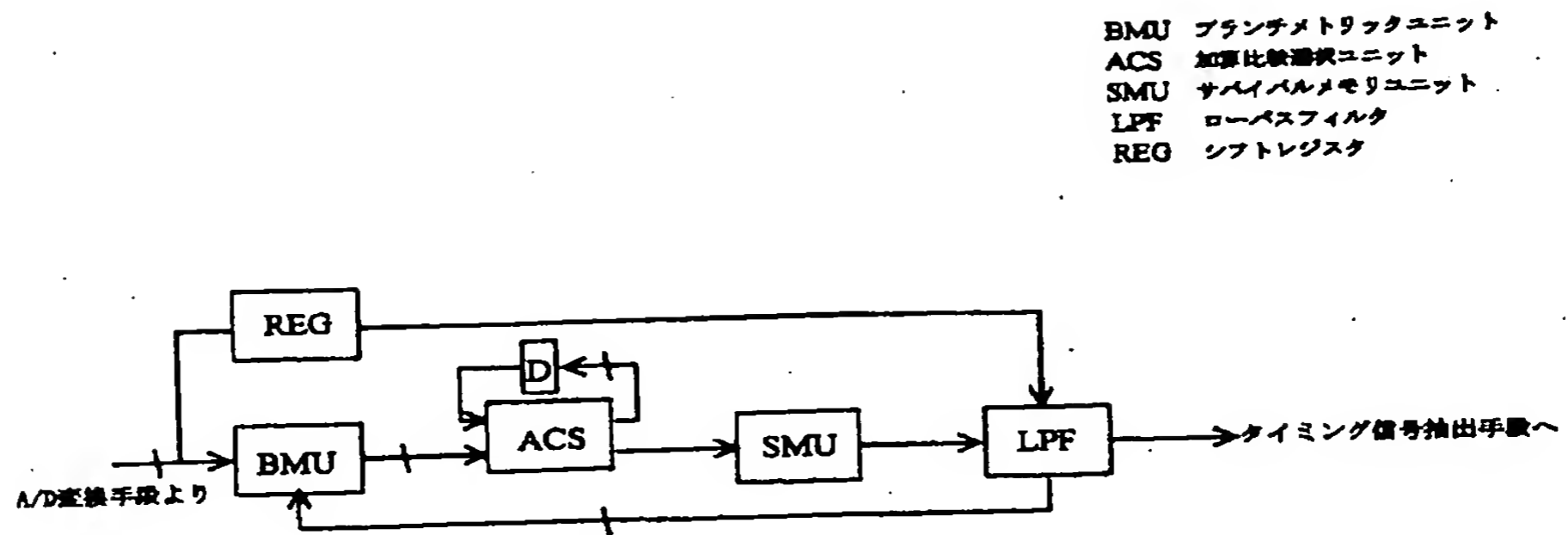
【図2】



【図3】



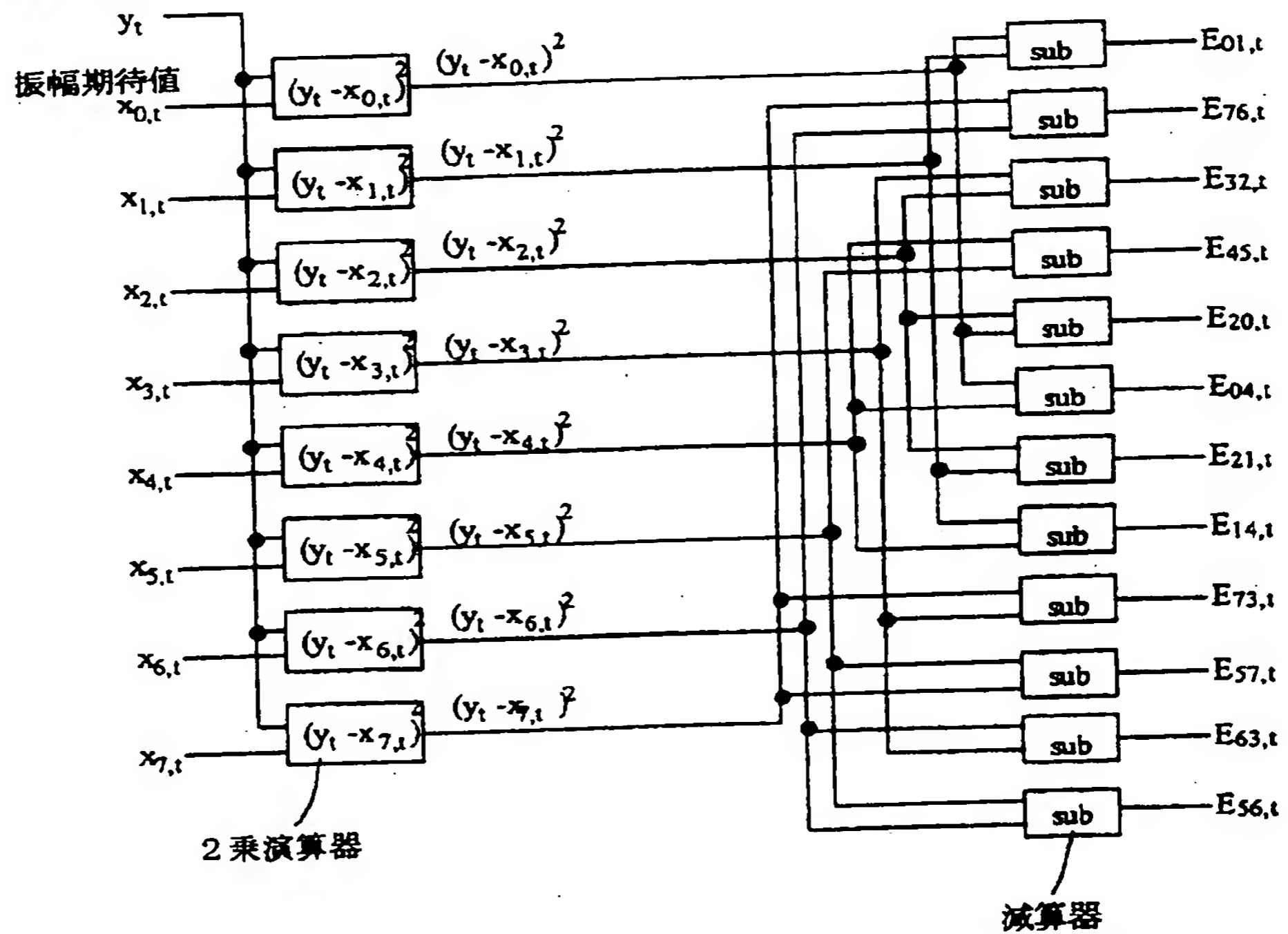
【図 4】



【図 5】

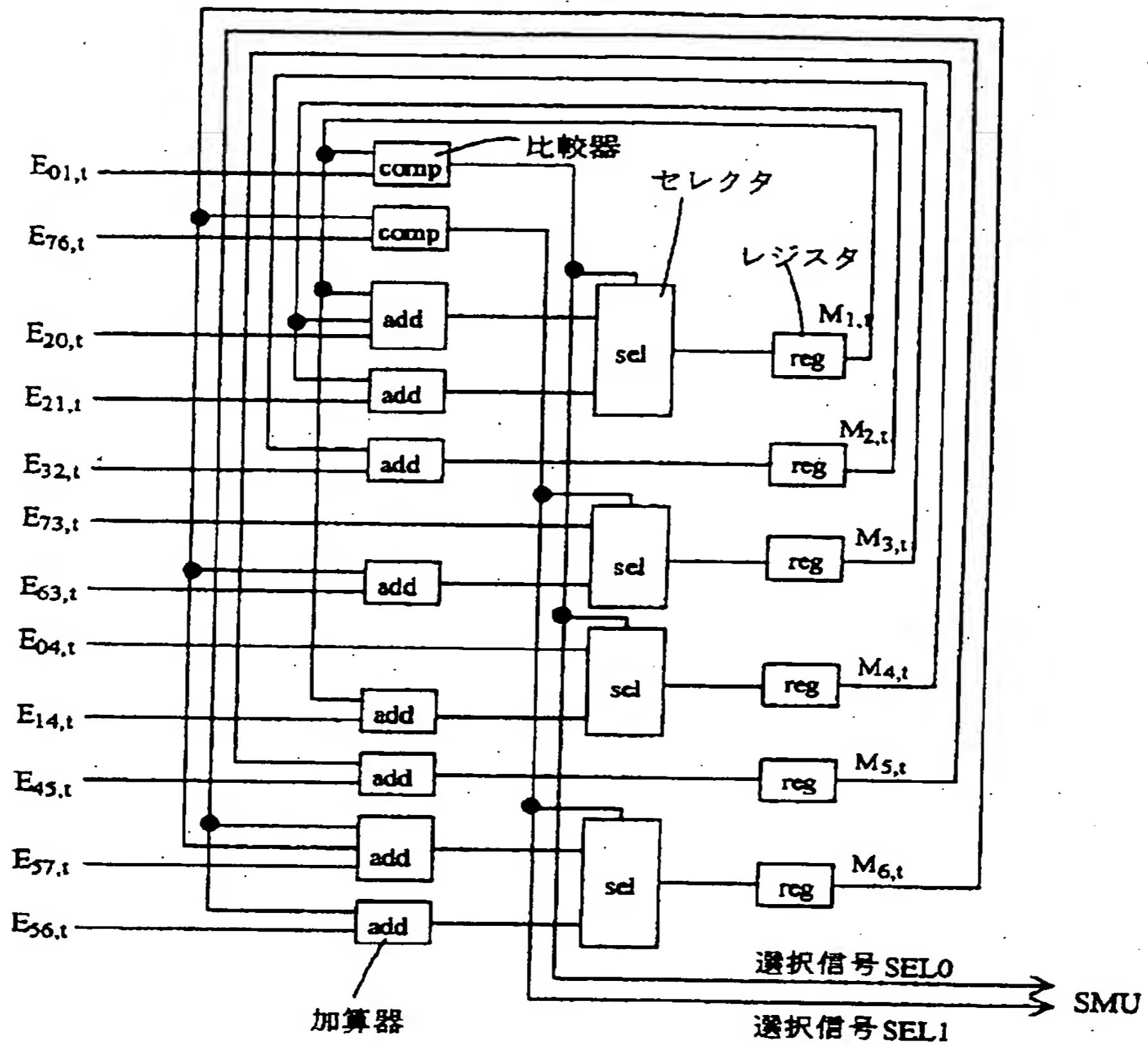
BMU

量子化データ



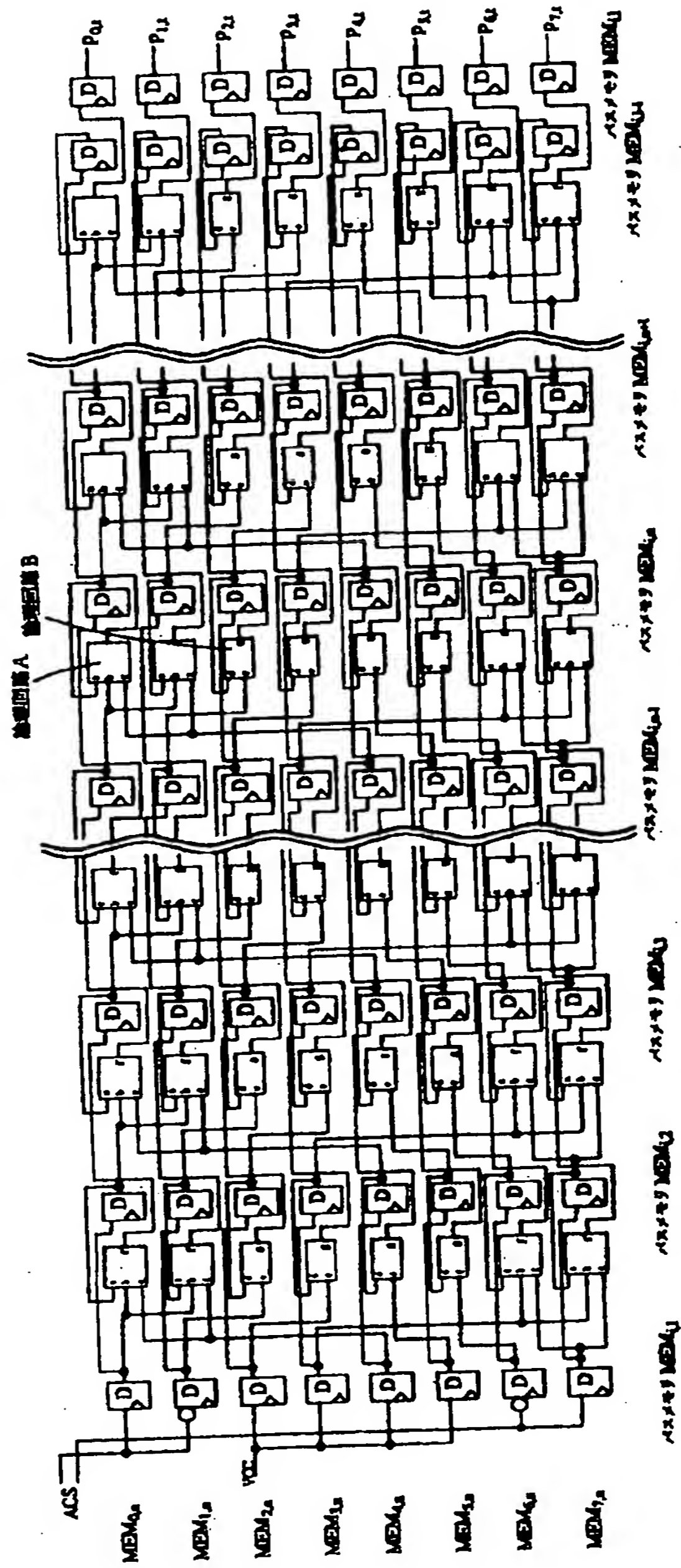
【図6】

ACS



【図7】

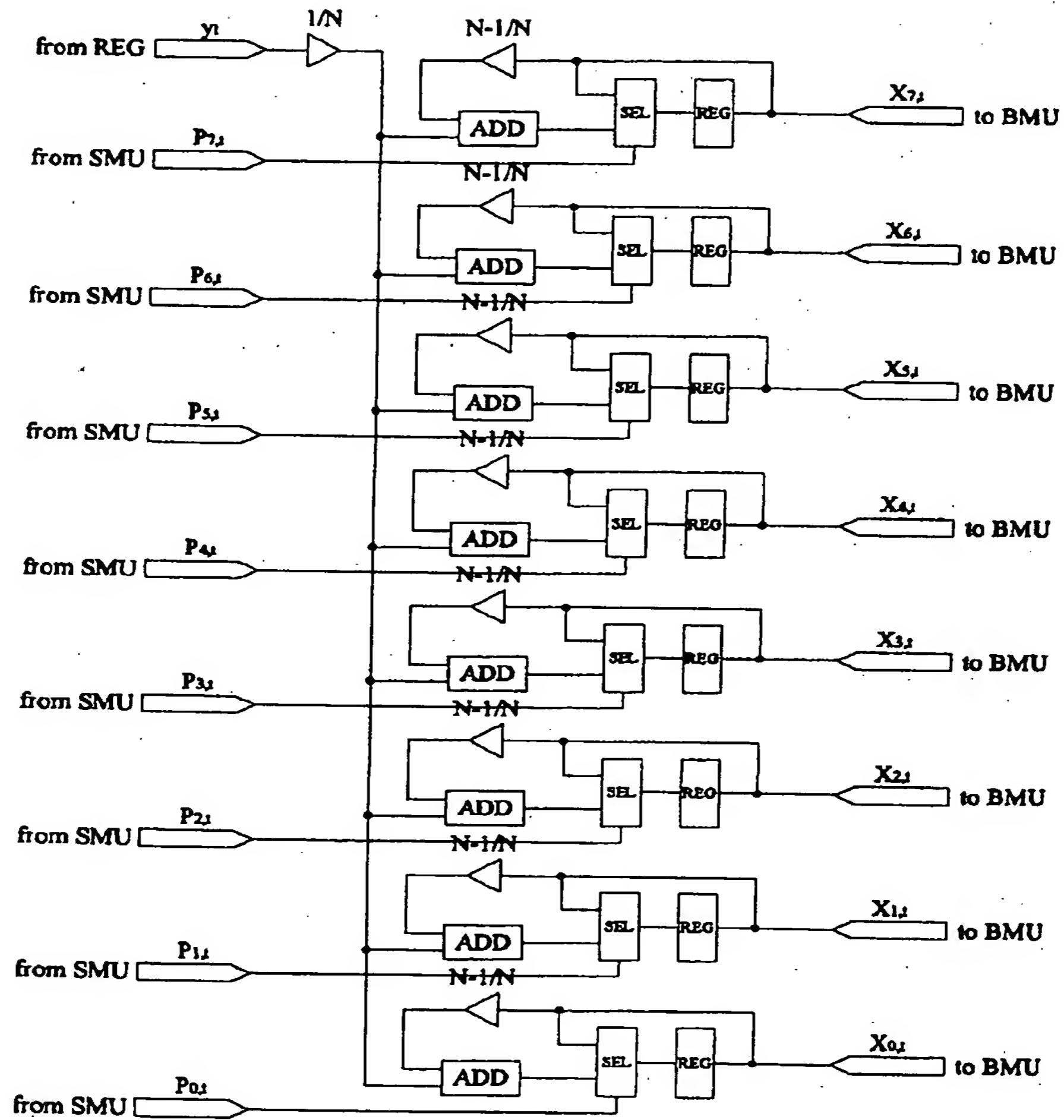
SMU



ただし、制御回路 A: $f=a \times (b+o)$ (\times は乗算、 $+$ は加算を示す)
 制御回路 B: $g=d \times e$

【図 8】

LPF



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.